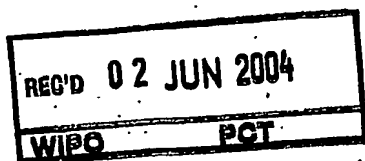


MODULARIO
L.C.A. - 101



IB/2004/00748

Mod. C.E. - 1-4-7

Ministero delle Attività Produttive

Direzione Generale per lo Sviluppo Produttivo e la Competitività
Ufficio Italiano Brevetti e Marchi
Ufficio G2

Autenticazione di copia di documenti relativi alla domanda di brevetto per: **Invenzione Industriale**

MI2003 A 000514 ✓

*Si dichiara che l'unità copia è conforme ai documenti originali
depositati con la domanda di brevetto sopraspecificata, i cui dati
risultano dall'accluso processo verbale di deposito.*

Roma, li

8 APR. 2004

**PRIORITY
DOCUMENT**
SUBMITTED OR TRANSMITTED IN
COMPLIANCE WITH RULE 17.1(a) OR (b)

IL FUNZIONARIO

Giampietro Carlotto

Giampietro Carlotto

DOMANDA DI BREVETTO PER INVENZIONE INDUSTRIALE, DEPOSITO RISERVE, ANTICIPATA ACCESSIBILITÀ AL PUBBLICO

M. CORTONESE

MI2003A 000514

REG. A

DATA DI DEPOSITO

18.03.2003

NUMERO BREVETTO

DATA DI RILASCIO

11/11/11

Metodo e dispositivo per determinare la frequenza di risonanza di sensori piezoelettrici risonanti

Vengono descritti un metodo ed un dispositivo per determinare il valore della frequenza di risonanza di un sensore risonante sottoposto ad un carico di tipo acustico-meccanico e/o dielettrico. Il sensore viene eccitato contemporaneamente e costantemente a due frequenze differenti la prima delle quali è la frequenza di risonanza serie e la seconda è introdotta per rilevare e compensare in modo automatico e continuo la capacità parallela del sensore.

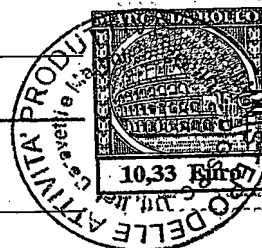
[illegible]

Fig. 3

Ing. G. Valentini (No. Iscr. 539)

MI 2003 A 0 0 0 5 1 4

~~MI 2003 A 0 0 0 5 1 5~~

Descrizione dell'invenzione avente per titolo:

"METODO E DISPOSITIVO PER DETERMINARE LA FREQUENZA DI RISONANZA DI SENSORI PIEZOELETTRICI RISONANTI"

A nome **Università degli Studi di Brescia**, di nazionalità italiana, con sede in **Brescia**.

Inventori: **FERRARI, Vittorio; MARIOLI, Daniele; e TARONI, Andrea**

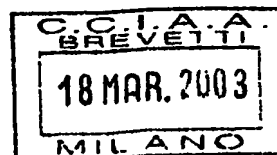
La presente invenzione riguarda un metodo ed un dispositivo per determinare la frequenza di risonanza di sensori piezoelettrici risonanti sottoposti ad un carico.

I sensori risonanti piezoelettrici basati su cristalli di quarzo del tipo AT posti in vibrazione di taglio lungo lo spessore (Thickness-Shear Mode - TSM) sono utilizzati come microbilance (Quartz Crystal Microbalance - QCM), misuratori di spessore di film, come sensori di proprietà fisico-chimiche di fluidi (gas e liquidi) e come elementi di trasduzione per sensori chimici e bio-chimici.

Tra gli ambiti applicativi più diffusi dei sensori risonanti a cristallo di quarzo figurano i settori chimico, medicale, delle biotecnologie, ambientale, alimentare, del controllo dei processi e dei materiali.

Il segnale di uscita di questi sensori è primariamente la frequenza di risonanza che necessita di essere accuratamente determinata per risalire in modo accurato alla grandezza oggetto della misurazione.

A questo scopo sono tipicamente impiegati circuiti oscillatori in cui il sensore è inserito in modo da determinare la frequenza di oscillazione del circuito. Tuttavia, quando il sensore è soggetto ad elevati carichi di



G. Valentini

origine acustica e/o dielettrica, come nel caso di misure in contatto con liquidi o mezzi viscoelastici, la frequenza di risonanza del sensore e la frequenza di uscita del circuito oscillatore possono divenire apprezzabilmente diverse, introducendo significative inaccurately e notevole degrado delle prestazioni. Come caso estremo, in presenza di elevato smorzamento, l'oscillatore può pervenire al completo non funzionamento, in tal modo restringendo il campo di utilizzo del sensore.

Questa situazione viene schematizzata attraverso un'estensione del circuito equivalente noto in letteratura come modello BVD (Butterworth-Van Dyke) nel quale i parametri caratteristici del sensore sottoposto a condizioni di carico comprendono una prima capacità che rappresenta il comportamento elettrico del sensore associato alla capacità intrinseca del cristallo e una seconda capacità che risulta dal contatto o dall'immersione del sensore in un liquido del quale si assume che la conducibilità sia trascurabile. Entrambe queste capacità del modello BVD esteso risultano collegate tra loro in parallelo e costituiscono la cosiddetta capacità parallela o capacità statica del sensore.

La capacità parallela, il cui effetto si combina all'incremento delle perdite dissipative causate dal carico costituisce il parametro che influenza negativamente la determinazione della grandezza da misurare, vale a dire la frequenza di risonanza del sensore, e deve quindi essere compensata al fine di migliorare l'accuratezza di misurazione.

Sono già noti in letteratura dei circuiti oscillatori che affrontano il problema introducendo la compensazione della capacità parallela del

G. Valentini

senso. Tuttavia, in tali circuiti oscillatori noti la compensazione implica un procedimento di aggiustamento manuale laborioso e soggetto a errori. Inoltre, tali circuiti oscillatori noti non consentono in generale di misurare il valore della capacità compensata che, in numerose applicazioni, può essere invece un parametro di notevole interesse.

Alcuni esempi di studi sulla compensazione della capacità parallela del sensore sono stati svolti dagli stessi inventori. Si veda ad esempio "Oscillator Circuit Configuration for Quartz-Crystal-Resonator Sensors Subject to Heavy Acoustic Load, Electronics Letters, 36, 7 (2000); "Improving the Accuracy and Operating Range of Quartz Microbalance Sensors by a purposely Designed Oscillator Circuit" - IEEE TRANS. ON INSTR. AND MEASUR., Vol. 50, no. 5, Ottobre 2001; e "Accuracy and Range Limitations in Oscillator-Driven QCM Sensors" - Proceedings of 7th National Conference on Sensors and Microsystems, Bologna, 4-6 Febbraio 2002.

In questi studi è stato proposto un circuito oscillatore avente una sezione in grado di simulare una capacità negativa che, sommata alla capacità parallela da compensare, azzeri gli effetti che disturbano la correttezza di misurazione della frequenza di risonanza del sensore.

Pur avendo fornito risultati soddisfacenti, questo tipo di approccio comporta alcune limitazioni. Infatti, la particolare configurazione circuitale adottata in alcuni di questi studi per simulare la capacità negativa può risultare instabile in determinate condizioni; inoltre in nessuno dei suddetti circuiti è previsto il collegamento a terra di uno dei due poli del sensore, contrariamente a quanto potrebbe essere



Ing. G. Valentini (No. Iscr. 539)

G. Valentini

opportuno per particolari applicazioni in campo elettrochimico o biologico.

Un approccio differente per compensare la capacità parallela è stato proposto da A. Arnau ed altri ("Circuit for continuous motional series resonant frequency and motional resistance monitoring of quartz crystal resonators by parallel capacitance compensation" REV. OF SCIENT. INSTR. - Vol. 73, numero 7 - Luglio 2002) con un circuito che richiede tuttavia complesse operazioni di calibrazione con il sensore in assenza di carico. Viene anche proposta una soluzione che dovrebbe consentire l'automazione delle fasi di calibrazione del sistema e di compensazione della capacità parallela, ma ciò rende notevolmente più complesso e costoso il circuito.

In ogni caso, in nessuna delle configurazioni di oscillatore finora proposte è stata resa possibile la determinazione di un altro parametro particolarmente importante, vale a dire il valore della capacità parallela compensata in ciascun istante.

L'alternativa all'uso di oscillatori è la determinazione dello spettro di impedenza del sensore attraverso l'utilizzo di analizzatori di impedenza i quali, tuttavia, sono strumenti costosi che richiedono personale specializzato e, pertanto, sono essenzialmente ristretti all'impiego specialistico di laboratorio.

Compito della presente invenzione, è quello di proporre un metodo ed un dispositivo che consentano di coniugare i vantaggi tipici degli oscillatori in termini di compattezza, immediatezza d'uso per personale con competenze non specifiche e basso costo, superando

G. Valentini

nel contempo le principali limitazioni dei sistemi attualmente noti.

Nell'ambito di questo compito, uno scopo della presente invenzione è quello di proporre un metodo che consenta di determinare con estrema accuratezza il valore della frequenza di risonanza di un sensore risonante sottoposto ad un carico di tipo acustico-meccanico e/o dielettrico.

Un altro scopo della presente invenzione è quello di proporre un metodo del tipo sopra citato che consenta di effettuare misurazioni estremamente accurate anche nei casi in cui il sensore risonante sia sottoposto ad elevato smorzamento.

Un ulteriore scopo della presente invenzione è quello di proporre un metodo del tipo sopra citato che consenta di rendere automatica la compensazione della capacità parallela di un sensore risonante.

Ancora un altro scopo della presente invenzione è quello di prevedere un dispositivo particolarmente economico, semplice da realizzare e da utilizzare, per determinare in modo completamente automatico il valore della frequenza di risonanza di un sensore risonante sottoposto ad un carico di tipo acustico-meccanico e/o dielettrico.

Questi scopi sono raggiunti dalla presente invenzione, che riguarda un metodo per determinare il valore della frequenza di risonanza di un sensore risonante sottoposto ad un carico in accordo con la rivendicazione 1.

Al fine di ottenere un'elevata accuratezza di misurazione, la tecnica proposta per la compensazione della capacità del sensore apporta la fondamentale innovazione di essere completamente

G. Valentini

automatica, non richiedendo alcuna regolazione da parte dell'utilizzatore. Tale tecnica si basa sull'eccitazione del sensore a due frequenze differenti in modo simultaneo e indipendente e sull'uso di due anelli di retroazione accoppiati.

Preferibilmente, una prima frequenza è la frequenza di risonanza serie del sensore mentre la seconda frequenza è inferiore alla frequenza di risonanza serie del sensore.

L'invenzione riguarda ulteriormente un dispositivo per determinare il valore della frequenza di risonanza di un sensore risonante sottoposto ad un carico in accordo con la rivendicazione 11.

Il circuito oscillatore nel dispositivo secondo la presente invenzione propone e implementa una tecnica per realizzare una compensazione attiva e automatica della capacità parallela del sensore, e per mantenere la frequenza di oscillazione del circuito costantemente uguale alla frequenza alla quale la fase dell'impedenza del sensore è nulla.

Nella condizione di neutralizzazione della capacità parallela, tale frequenza corrisponde esattamente alla frequenza di risonanza del sensore, indipendentemente dal grado di smorzamento. Il circuito consente inoltre di inseguire automaticamente la suddetta frequenza fornendo una misura accurata e affidabile della risposta del sensore.

L'eccitazione alla frequenza inferiore e il primo anello di retroazione consentono di rilevare la risposta del sensore dovuta alla sola capacità parallela. Processando opportunamente tale risposta, viene realizzata la cancellazione automatica della capacità parallela. In

G. Valentini

questa condizione, il secondo anello di retroazione, che è un sistema ad aggancio di fase (*Phase-Locked Loop* - PLL), consente di mantenere la frequenza più alta costantemente agganciata alla risonanza del sensore.

Oltre ai valori istantanei della frequenza di risonanza del sensore e del grado di smorzamento a cui è sottoposto il sensore, il circuito fornisce vantaggiosamente in uscita anche un parametro rappresentativo del valore di capacità compensato.

Grazie alle caratteristiche del metodo e del dispositivo secondo la presente invenzione, nel caso in cui la capacità parallela cambi nel corso di un esperimento di misurazione, è possibile seguirne l'evoluzione in modo continuo. Ciò può essere particolarmente importante in particolari settori di applicazione.

Ulteriori caratteristiche e vantaggi della presente invenzione risulteranno più chiari dalla descrizione che segue, fatta a titolo illustrativo e non limitativo con riferimento ai disegni schematici allegati, nei quali:

- la Figura 1 è uno schema elettrico dettagliato che rappresenta il circuito equivalente di un sensore risonante a cristallo di quarzo sottoposto a carico acustico-meccanico e dielettrico;
- la Figura 2 è uno schema elettrico semplificato dello stesso circuito equivalente in Figura 1; e
- la Figura 3 è uno schema elettrico a blocchi di un dispositivo secondo una possibile forma di realizzazione della presente invenzione.

G. Valentini



Un sensore risonante a cristallo di quarzo sottoposto a carico sia di tipo acustico-meccanico, sia dielettrico può essere rappresentato nell'intorno della frequenza di risonanza fondamentale dal circuito equivalente di Figura 1 (modello BVD esteso).

Nel circuito, i componenti L_1 , C_1 e R_1 costituiscono il ramo meccanico del modello e si riferiscono al sensore imperturbato, rappresentando rispettivamente l'equivalente di massa, cedevolezza e perdite meccaniche. Il condensatore C_0 rappresenta il comportamento elettrico del sensore associato alla capacità del cristallo.

Il carico acustico-meccanico è rappresentato dall'impedenza equivalente Z_{Leq} , mentre C_P è la capacità aggiuntiva che risulta dal contatto o dall'immersione del sensore in un liquido del quale si assume che la conducibilità sia trascurabile.

Più specificamente, Z_{Leq} può essere puramente induttiva nel caso di semplice accumulo di massa, oppure complessa quando sia presente anche uno smorzamento apprezzabile, come per esempio in liquidi densi e viscosi o con film viscoelastici depositi sul sensore.

La quantità di primario interesse perché direttamente relazionata con il carico e non influenzata da capacità parassite in parallelo al sensore è la frequenza di risonanza serie f_s data da :

$$f_s = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_T C_T}} \quad (1)$$

dove L_T e C_T rappresentano rispettivamente l'induttanza e la capacità totali, vale a dire inclusive del carico, del ramo meccanico del circuito

G. Valentini

equivalente del sensore, come risulta dallo schema elettrico semplificato del circuito equivalente illustrato in Figura 2.

In questo schema, la capacità parallela o capacità statica del sensore viene indicata dal condensatore C_0^* ed il suo valore è dato dalla somma delle capacità C_P e C_0 indicate in Figura 1, vale a dire $C_0^* = C_0 + C_P$

Valori tipici di f_s sono nell'ordine di 5-30 MHz, in funzione dello spessore del particolare sensore usato.

Per determinare il livello di perdite dissipative alla frequenza f_s causate dalla resistenza totale R_T è anche utile effettuare una misura del grado di smorzamento o, equivalentemente, del fattore di merito Q dato da:

$$Q = \frac{2\pi f_s L_T}{R_T} = \frac{1}{2\pi f_s C_T R_T} \quad (2)$$

Lo schema a blocchi di un dispositivo secondo una possibile forma di realizzazione della presente invenzione è rappresentato in Figura 3.

Il sensore, rappresentato dal suo circuito equivalente inclusivo del carico (Figura 2), è racchiuso nel blocco tratteggiato S.

Il blocco denominato C_c rappresenta una capacità variabile il cui valore è controllato dalla tensione V_c . Per realizzare tale capacità variabile è stato ad esempio utilizzata una capacità fissa collegata in serie all'uscita di un amplificatore di tensione con guadagno controllato in tensione. Alternativamente si possono utilizzare altri schemi circuitali noti comprendenti ad esempio un diodo del tipo varactor (o varicap), o

comunque dispositivi o configurazioni circuitali in grado di introdurre una capacità variabile controllata in tensione.

La forma d'onda di tensione V_{HL} è la somma del segnale sinusoidale V_L con frequenza prestabilita f_L generato dall'oscillatore OSC e del segnale sinusoidale V_H con frequenza f_H generato dall'oscillatore comandato in tensione VCO.

La frequenza f_H del segnale V_H costituisce la frequenza di uscita f_{out} dell'intero circuito oscillatore e sarà nel seguito mostrato che essa è costantemente mantenuta uguale alla frequenza di risonanza serie del sensore f_s .

La frequenza f_L è preferibilmente minore di f_H . Per esempio, nelle prove sperimentali effettuate con sensori risonanti a 10 MHz ($f_H = 10$ MHz), la frequenza f_L è stata impostata a 50 kHz. Altri valori di f_L possono essere utilizzati, purché sufficientemente inferiori rispetto alla frequenza f_H da rendere agevole la discriminazione tra le due frequenze f_L ed f_H e tali da rendere valide le considerazioni che seguono.

Se si esclude l'utilizzo di filtri particolarmente selettivi, e pertanto tendenzialmente complessi e costosi, si può ragionevolmente assumere di fissare il limite superiore di f_L ad un valore che sia un paio di decenni più basso della frequenza di risonanza del sensore.

Per ciò che concerne il principio alla base del metodo proposto, la frequenza f_L potrebbe essere ugualmente scelta di un valore sufficientemente più grande della frequenza di risonanza del sensore. Tuttavia, tale scelta comporterebbe problemi pratici connessi alla necessità di assicurare il funzionamento di parti del circuito a frequenze

G. Valentini

molto elevate (dell'ordine di alcune decine o centinaia di megahertz), la qual cosa introdurrebbe delle criticità che la scelta seguita invece evita.

Nel dominio della frequenza, la tensione differenziale ($V_2 - V_1$) è legata alla tensione V_{HL} attraverso la seguente espressione:

$$V_2 - V_1 = V_{HL} Z_4 \alpha [Y_T + j\omega C_0^* - j\omega C_{C\alpha}] \quad (3)$$

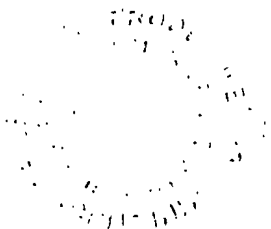
dove:

- $C_{C\alpha} = [1/\alpha - 1] C_C$
- $Z_4 = \frac{R_4}{1 + j\omega R_4 C_4}$
- $\alpha = \frac{R_3}{R_2 + R_3}$
- $Y_T = \left[j\omega L_T + R_T + \frac{1}{j\omega C_T} \right]^{-1}$

I valori di R_4 e C_4 sono scelti opportunamente in modo che l'impedenza Z_4 sia essenzialmente dominata da R_4 alla frequenza inferiore f_L e dominata da C_4 alla frequenza superiore f_H .

L'espressione (3) si semplifica in due espressioni differenti a seconda che la si consideri alla frequenza inferiore f_L o alla frequenza superiore f_H .

Alla frequenza f_L il sensore è lontano dalla risonanza ed il suo circuito equivalente si riduce alla capacità parallela C_0^* . L'espressione



G. Valentini



(3) diventa quindi:

$$V_2 - V_1 = j\omega V_{HL} R_4 \alpha [C_0^* - C_{C\alpha}] \quad (4)$$

L'espressione (4) evidenzia il fatto che, facendo variare la capacità di compensazione C_c , è possibile individuare la condizione in cui la capacità C_0^* è neutralizzata da $C_{C\alpha}$, rilevando così la condizione per cui la tensione differenziale ($V_2 - V_1$) è nulla.

Questo viene svolto in maniera automatica e continua dalla parte del circuito che utilizza i blocchi PB, AD2, M2, I2, nonché C_c , per realizzare un anello retroazionato asservito alla condizione $(V_2 - V_1) = 0$.

Infatti, il filtro passa-basso PB estrae dal segnale $(V_2 - V_1)$ la componente alla frequenza inferiore f_L che corrisponde all'espressione (4). L'amplificatore differenziale AD2 amplifica tale componente del segnale $(V_2 - V_1)$. Il moltiplicatore analogico M2 realizza una rilevazione sincrona della componente di $(V_2 - V_1)$ alla frequenza f_L trasformandone la componente in quadratura rispetto a V_{HL} in una tensione continua. L'integratore I2 forza l'uscita del moltiplicatore analogico M2 a zero mantenendo così l'errore statico dell'anello costantemente nullo. La tensione continua V_c in uscita all'integratore I2 comanda la capacità variabile C_c .

In questo modo, la capacità parallela del sensore C_0^* è costantemente e automaticamente compensata dalla capacità $C_{C\alpha}$. La tensione continua V_c è presa come uscita per fornire un valore istantaneo rappresentativo della capacità parallela compensata C_0^* .

G. Valentini

Alla frequenza f_H , grazie al meccanismo automatico di compensazione della capacità C_0^* sopra descritto, l'espressione (3) diventa:

$$V_2 - V_1 = \frac{\alpha V_{HL}}{j\omega C_4} \left[j\omega L_T + R_T + \frac{1}{j\omega C_T} \right]^{-1} \quad (5)$$

I blocchi moltiplicatore M1, integratore I1 e oscillatore comandato in tensione VCO realizzano un anello retroazionato ad aggancio di fase (PLL).

Infatti, il moltiplicatore M1 trasforma la componente in quadratura rispetto a V_{HL} della tensione differenziale ($V_2 - V_1$) alla frequenza f_H in una componente continua che viene costantemente forzata a zero dall'integratore I1.

Perché ciò avvenga, la frequenza di uscita f_H dell'oscillatore VCO si mantiene necessariamente alla frequenza per cui la conduttanza Y_T del sensore è puramente reale. Tale frequenza coincide con la frequenza di risonanza serie f_s .

Pertanto, la frequenza di uscita f_{out} , che coincide con la frequenza f_H , è costantemente uguale a f_s , indipendentemente dalle condizioni di carico.

I blocchi filtro passa-alto PA, amplificatore differenziale AD1 e rettificatore di picco RP realizzano un circuito per la misura della dissipazione del sensore alla risonanza.

Infatti, il filtro passa-alto PA estrae dal segnale ($V_2 - V_1$) la

G. Valentini

componente alla frequenza superiore f_H che, tramite l'azione dei due anelli di retroazione sopra descritti, è costantemente mantenuta uguale alla frequenza di risonanza f_s . Pertanto, l'ampiezza di tale componente del segnale $(V_2 - V_1)$ è proporzionale al termine $1/R_T$ o, equivalentemente, al fattore di merito Q del sensore, come espresso dalla (2). Il rettificatore di picco RP ricava infatti una tensione continua V_Q proporzionale a $1/R_T$ e la fornisce come ulteriore uscita del circuito.

RISULTATI SPERIMENTALI

E' stato realizzato un prototipo di un dispositivo comprendente un oscillatore realizzato sulla base dello schema elettrico rappresentato in Figura 3, utilizzando componenti commerciali aventi caratteristiche di prestazioni opportunamente selezionate. Nel prototipo, la capacità variabile è stata realizzata come sopra descritto, vale a dire tramite il collegamento di una capacità fissa in serie all'uscita di un amplificatore di tensione con guadagno controllato in tensione.

Quali sensori piezoelettrici risonanti sono stati utilizzati dei sensori a cristallo di quarzo con taglio di tipo AT operanti nella modalità TSM, tutti con frequenza di 10 MHz. Il segnale V_L è stato applicato ad una frequenza di 50 kHz.

I sensori sono stati immersi in quattro liquidi aventi caratteristiche di carico differenti, vale a dire acetone, tricloroetilene, etanolo e glicole etilenico.

Quale prima prova, è stato misurato il valore di riferimento (Δf_s di riferimento) per ciascuna delle quattro differenti condizioni di carico

utilizzando un analizzatore di impedenza in modo da ricavare il valore di riferimento (espresso in Hz) per la variazione di frequenza rispetto all'esatto valore della frequenza di risonanza a carico nullo nell'intorno del valore nominale di 10 MHz.

E' stata quindi effettuata una seconda prova collegando i sensori al circuito oscillatore proposto, nel quale era stata deliberatamente disabilitata la sezione di compensazione della capacità parallela, misurando la frequenza di uscita dell'oscillatore per calcolare i valori delle variazioni Δf_s nelle differenti condizioni, mentre nella terza prova è stata misurata la frequenza di uscita dell'oscillatore e sono stati calcolati i rispettivi valori di variazione di frequenza con la sezione di compensazione abilitata. I risultati delle prove effettuate sono riportati nella sottostante Tabella 1.



TABELLA 1

	Acetone	Tricloroetilene	Etanolo	Glicole etilenico
Δf_s di riferimento [Hz]	3210	5304	5462	20838
Δf_s oscillatore senza compensazione della capacità [Hz]	2750	3366	3531	circuito non in grado di sostenere oscillazioni
Δf_s oscillatore con compensazione della capacità [Hz]	3232	4942	5375	20529
Errore relativo su Δf_s senza compensazione della capacità	14,3%	36,5%	35,3%	---
Errore relativo su Δf_s con compensazione della capacità	0,7%	6,8%	1,6%	1,5%
Tensione V_C di comando della capacità di compensazione C_C [mV]	365	319	389	518
Valore della capacità di compensazione C_C [pF]	9,92	7,81	11,02	16,92

Oltre al calcolo degli errori percentuali verificatisi rispettivamente nella seconda e nella terza prova, nelle ultime due righe di Tabella 1 sono riportati i valori rilevati per la tensione V_C ed i corrispondenti valori della capacità di compensazione C_C .

Nella sottostante Tabella 2 sono riportati i valori di corrispondenza tra la capacità di compensazione C_C e la tensione di comando V_C

G. Valentini

misurata sul circuito.

TABELLA 2

Valore Capacità C_c [pF]	V_c [mV]
2,10	191
3,85	231
5,43	268
6,65	295
8,21	330
8,75	342
10,20	375
12,07	417
12,40	420
13,64	455
15,04	485
16,85	527
18,20	555
20,91	604
21,93	641
24,85	707
26,50	743
30,14	828
32,87	887
39,30	994

Come si può notare dai risultati sperimentali riportati in Tabella 1, il dispositivo secondo l'invenzione, con il sistema automatico di compensazione della capacità parallela inserito, offre un aumento di accuratezza di almeno un ordine di grandezza rispetto al caso di

G. Valentini

assenza di compensazione. Inoltre, l'oscillatore resta operativo con ottime prestazioni metrologiche anche nella condizione di carico con glicole etilenico, vale a dire un liquido che, a causa dell'elevato smorzamento e della alta costante dielettrica, non consente al circuito di sostenere oscillazioni in assenza di compensazione della capacità parallela.

I dati delle ultime righe di Tabella 1 mostrano inoltre come l'oscillatore consenta di determinare, tramite la tensione V_C e la sua corrispondenza con la capacità di compensazione C_C , il valore della capacità parallela C_0^* compensata. In accordo alle attese, tale valore cresce al crescere della costante dielettrica del liquido.

I principi della presente invenzione non sono limitati ai soli sensori al quarzo qui descritti a titolo di esempio, ma possono trovare applicazione anche a sensori piezoelettrici risonanti in generale.



G. Valentini

RIVENDICAZIONI

1. Metodo per determinare il valore della frequenza di risonanza di un sensore risonante sottoposto ad un carico di tipo acustico-meccanico e/o dielettrico, in cui detto sensore viene eccitato con almeno un primo segnale elettrico avente una prima frequenza, caratterizzato dal fatto di prevedere l'eccitazione simultanea e costante del sensore con almeno un secondo segnale elettrico avente una seconda frequenza diversa ed indipendente da detta prima frequenza al fine di compensare in modo automatico e continuo la capacità parallela del sensore.
2. Metodo secondo la rivendicazione 1, in cui detta prima frequenza di detto primo segnale elettrico di eccitazione di detto sensore viene costantemente mantenuta ad un valore tale per cui la fase dell'impedenza di detto sensore è nulla.
3. Metodo secondo la rivendicazione 1, in cui il secondo segnale elettrico a detta seconda frequenza viene utilizzato per determinare istantaneamente la risposta della sola capacità parallela di detto sensore.
4. Metodo secondo la rivendicazione 1, in cui detta prima frequenza è la frequenza di risonanza serie del sensore.
5. Metodo secondo la rivendicazione 1, in cui detta seconda frequenza è inferiore alla frequenza di risonanza serie del sensore.
6. Metodo secondo la rivendicazione 1, in cui è previsto il rilevamento istantaneo di almeno una grandezza elettrica rappresentativa del valore di detta capacità parallela compensata.

G. Valentini



7. Metodo secondo la rivendicazione 1, in cui è previsto il rilevamento istantaneo di almeno una grandezza elettrica rappresentativa del fattore di merito Q di detto sensore.
8. Metodo secondo la rivendicazione 1, in cui detto sensore risonante è un sensore piezoelettrico.
9. Metodo secondo la rivendicazione 1, in cui detto sensore risonante è un sensore piezoelettrico al quarzo.
10. Metodo secondo la rivendicazione 1, in cui detto sensore risonante è un sensore piezoelettrico a cristallo di quarzo con taglio di tipo AT e posto in vibrazione con modalità TSM (Thickness-Shear Mode).
11. Dispositivo per determinare il valore della frequenza di risonanza di un sensore risonante sottoposto ad un carico di tipo acustico-meccanico e/o dielettrico, comprendente almeno un circuito oscillatore avente almeno una prima sezione di retroazione per eccitare detto sensore con almeno un primo segnale elettrico avente una prima frequenza, caratterizzato dal fatto di comprendere almeno una seconda sezione di retroazione per eccitare simultaneamente e costantemente il sensore con almeno un secondo segnale elettrico avente una seconda frequenza diversa ed indipendente da detta prima frequenza al fine di compensare in modo automatico e continuo la capacità parallela del sensore.
12. Dispositivo secondo la rivendicazione 11, in cui detto sensore risonante costituisce l'elemento di controllo della frequenza di detto circuito oscillatore.

G. Valentini

13. Dispositivo secondo la rivendicazione 11, in cui detta prima frequenza è la frequenza di risonanza serie del sensore.
14. Dispositivo secondo la rivendicazione 11, in cui detta seconda frequenza è inferiore alla frequenza di risonanza serie del sensore.
15. Dispositivo secondo la rivendicazione 11, in cui detta prima sezione di retroazione comprende un primo anello di retroazione che costituisce un sistema ad aggancio di fase per inseguire la frequenza di risonanza serie di detto sensore.
16. Dispositivo secondo la rivendicazione 11, in cui detta seconda sezione di retroazione comprende un secondo anello di retroazione che realizza la compensazione automatica della capacità parallela di detto sensore.
17. Dispositivo secondo le rivendicazioni 15 e 16, in cui detto primo anello di retroazione è accoppiato a detto secondo anello di retroazione.
18. Dispositivo secondo la rivendicazione 11, in cui è prevista almeno una sezione di circuito dotata di una capacità variabile pilotata in tensione.
19. Dispositivo secondo la rivendicazione 11, in cui almeno un polo di detto sensore risonante è collegato a terra.
20. Dispositivo secondo la rivendicazione 11, in cui detto sensore risonante è un sensore piezoelettrico.
21. Dispositivo secondo la rivendicazione 11, in cui detto sensore risonante è un sensore piezoelettrico al quarzo.
22. Dispositivo secondo la rivendicazione 11, in cui detto sensore

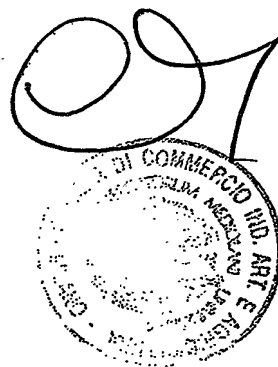
Ing. G. Valentini (No. Iscr. 539)

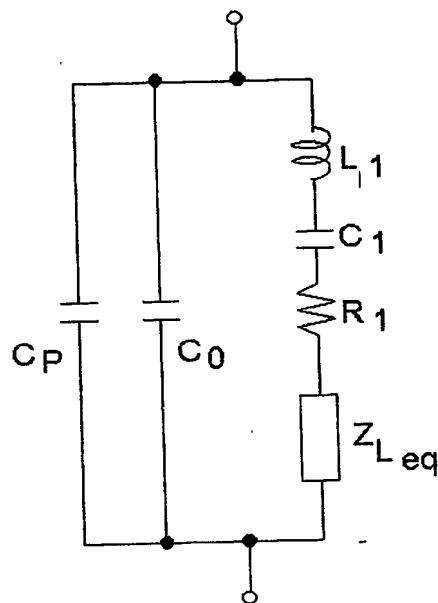
G. Valentini

risonante è un sensore piezoelettrico a cristallo di quarzo con taglio di tipo AT e posto in vibrazione con modalità TSM (Thickness-Shear Mode).

Ing. G. Valentini (No. Iscr. 539)

G. Valentini

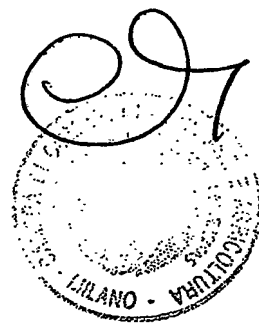




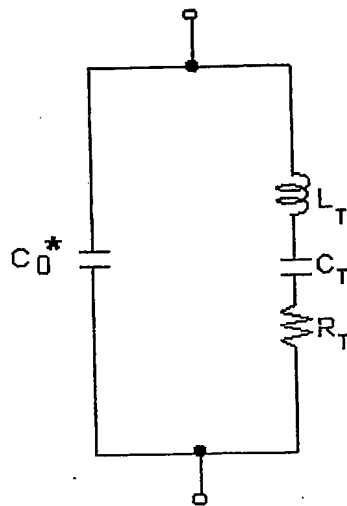
MI 2003 A 0 00 5 14

~~MI 2003 A 0 00 5 15~~

Fig. 1



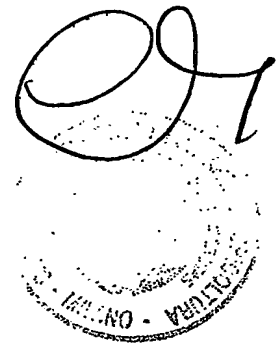
G. Valentini
Ing. G. Valentini (No. Iscr. 539)



MI 2003 A 0 00 5 14

~~MI 2003 A 0 00 5 15~~

Fig. 2



G. Valentini
Ing. G. Valentini (No. Iscr. 539)

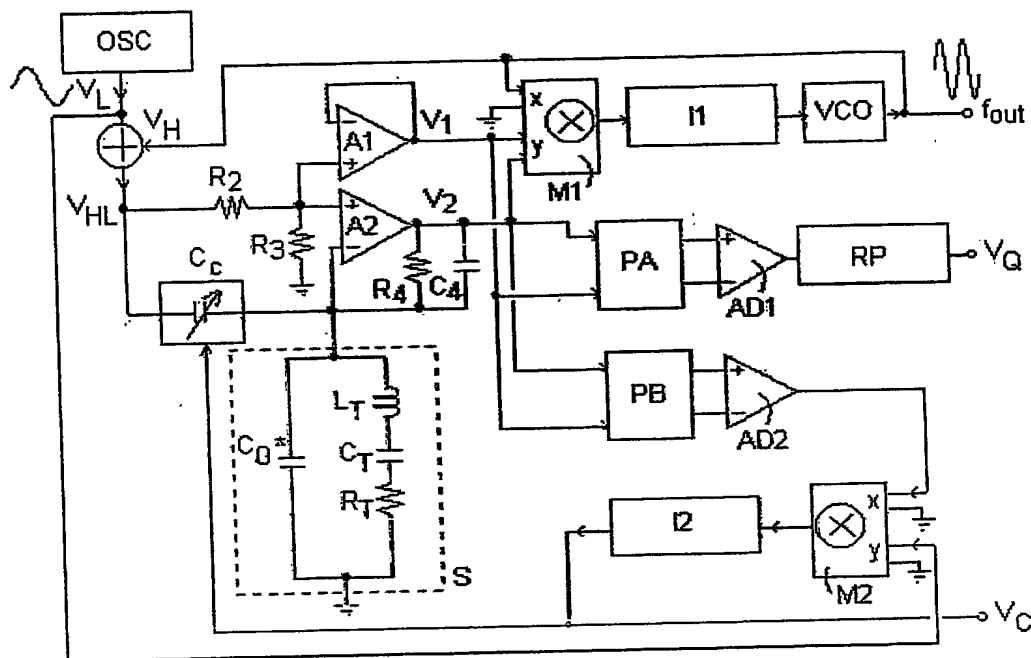
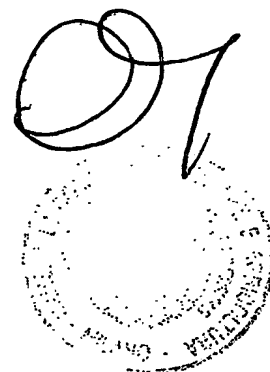


Fig. 3

~~MI 2000 A 000515~~

MI 2000 A 000514



Ing. G. Valentini (No. Iscr. 539)